文章编号: 1000−8152(2009)12−1425−05

无刷双馈调速电机无源性分析及自适应控制

吕惠子[1], 杨俊华[1], 杨金明[2], 吴 捷[2]

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006; 2. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 应用无源性控制理论从能量角度研究了无刷双馈电机控制系统. 建立了无刷双馈电机的欧拉方程, 并将其分解为电气和机械两个无源子系统的反馈并联, 以此说明在设计控制器时只需考虑电气子系统, 简化了控制算法. 设计了电机的转矩和转速控制器. 在此基础上, 考虑电机功率及控制绕组电阻在运行中可能发生变化, 设计自适应控制器以提高系统的鲁棒性. 仿真结果表明此控制策略能快速地跟踪速度给定, 动静态响应能力较好, 且具有全局稳定、系统鲁棒性好的特点.

关键词: 无刷双馈电机; 无源性控制; 转矩控制; 速度控制; 自适应控制

中图分类号: TM301.2 TP273 **文献标识码**: A

Passivity analysis and adaptive control of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives

LÜ Hui-zi[1], YANG Jun-hua[1], YANG Jin-ming[2], WU Jie[2]

(1. Automation College, Guangdong University of Technology, Guangzhou Guangdong 510006, China;
2. Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: A passivity-based control(PBC) strategy with energy consideration for brushless doubly-fed machines (BDFM) is proposed. The model of BDFM described by Euler equations is also presented. The system is decomposed into two feedback interconnected passive subsystems, an electrical subsystem and a mechanical subsystem. The electrical subsystem is the unique one to be considered in designing the controllers for the torque and speed of BDFM, thus, simplifying the control algorithm. In addition, we also consider in the design the machine power and the resistance variation in the control winding during operation, thus developing an adaptive controller which makes the system robust in performance. Simulation results show that the system output tracks the reference speed quickly, with desirable static and dynamic performance, global stability as well as high robustness.

Key words: brushless doubly-fed machines; passivity-based control; torque control; speed control; adaptive control

1 引言(Introduction)

无刷双馈电机(BDFM)是在自级联感应电机基础上发展起来的一种新型、兼具异同步电机特点的交流调速电机, 适于交流传动系统和变速恒频恒压的风力、水力发电系统. 近年来, 国内外学者对BDFM进行了广泛的研究, 建立了比较准确实用的数学模型[1], 提出了针对BDFM的多种控制策略, 如标量控制[2]、矢量控制[3]、直接转矩控制[4]. 标量控制算法较为简单, 可在一定程度上提高电机性能. 矢量控制可实现转矩、无功和有功的有效控制, 但需要建立双旋转dq坐标系下电机的数学模型, 建模过程复杂. 由于BDFM具有2套不同极数的定子绕组, 且只有1套定子绕组是可控的, 这种复杂的电磁结构导致对其应用直接转矩控制也较为复杂.

无源性控制(PBC)[5~8]是一种非线性反馈控制策略, 通过配置系统能量耗散特性方程中的无功分量“无功力”, 迫使系统总能量跟踪预期的能量函数, 从而保证系统的稳定性, 并使得系统的状态变量渐近地收敛到设定值, 即被控对象的输出渐近地收敛到期望值. 本文提出了BDFM的无源性控制策略, 将电机转子磁链参考值作为转矩控制器的一个输入, 借助于矢量控制的思想, 提出了一种使系统满足

收稿日期: 2008−09−08; 收修改稿日期: 2009−03−13.
基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(60534040); 广东省教育厅专项重点实验室项目(IDSYS200701); 广东省自然科学基金博士启动项目(6300295).

无源性条件的状态变量取值方法, 在此基础上设计的控制器可渐近跟踪磁链设定值与时变转矩, 将该方法用于BDFM转速调节, 仅需在转矩控制器之前加上线性调节器就能得到良好的控制效果. 设计了功率及控制绕组电阻的自适应辨识环节, 实现负载转矩、定子电阻时变时的磁链、转速渐近跟踪.

2 BDFM的无源性(Passivity of BDFM)

2.1 BDFM模型(Model of BDFM)

在dq旋转坐标下的BDFM电压方程[9]为

$$\begin{bmatrix} u_{\rm dp} \\ u_{\rm qp} \\ u_{\rm dc} \\ u_{\rm qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{\rm p}+pL_{\rm sp} & -\omega_{\rm s}L_{\rm sp} & pL_{\rm m} & -\omega_{\rm s}L_{\rm m} \\ \omega_{\rm s}L_{\rm sp} & r_{\rm p}+pL_{\rm sp} & \omega_{\rm s}L_{\rm m} & pL_{\rm m} \\ pL_{\rm m} & -\omega_{\rm s}L_{\rm m} & r_{\rm c}+pL_{\rm sc} & -\omega_{\rm s}L_{\rm sc} \\ \omega_{\rm s}L_{\rm m} & pL_{\rm m} & \omega_{\rm s}L_{\rm sc} & r_{\rm c}+pL_{\rm sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\rm dp} \\ i_{\rm qp} \\ i_{\rm dc} \\ i_{\rm qc} \end{bmatrix}, \tag{1}$$

$$Jp\omega + k\omega = T_{\rm e} - T_{\rm L}, \tag{2}$$

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2}(p_{\rm p}+p_{\rm c})(L_{\rm p}i_{\rm dp}i_{\rm qc} - L_{\rm m}i_{\rm dc}i_{\rm qc}). \tag{3}$$

式中: $r_{\rm p}$, $r_{\rm c}$, $L_{\rm p}$, $L_{\rm c}$分别为功率绕组和控制绕组的电阻和电感, $L_{\rm m}$为功率绕组和控制绕组之间的互感, $w_{\rm s}$为电角频率, p为微分算子, J为转动惯量, k为阻尼系数, $T_{\rm L}$为负载转矩, $p_{\rm p}$和$p_{\rm c}$分别为功率绕组和控制绕组的极对数, ω为转子机械角速度.

2.2 BDFM的无源性(Passivity of BDFM)

将式(1)改写成Euler-Lagrange形式:

$$D\dot{i} + Bi + Ri + Wi = Mu. \tag{4}$$

其中:

$$u = [u_{\rm dp}\ u_{\rm qp}\ u_{\rm dc}\ u_{\rm qc}]^{\rm T},\ \ i = [i_{\rm dp}\ i_{\rm qp}\ i_{\rm dc}\ i_{\rm qc}]^{\rm T},$$

$$D = \begin{bmatrix} L_{\rm sp}I & 0 \\ 0 & L_{\rm sc}I \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} 0 & 2pL_{\rm m}I \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} L_{\rm sp}J & -\dfrac{pL_{\rm m}}{\omega_{\rm s}}I + L_{\rm m}J \\ \dfrac{pL_{\rm m}}{\omega_{\rm s}}I + L_{\rm m}J & L_{\rm sc}J \end{bmatrix}\omega_s,$$

$$R = \begin{bmatrix} r_{\rm p}I & 0 \\ 0 & r_{\rm c}I \end{bmatrix},\ \ M = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix},$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},\ \ J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

在忽略绕组的电容效应的前提下, 可假定电机电气部分的能量函数为

$$H_{\rm e} = \frac{1}{2}i^{\rm T}Di. \tag{5}$$

将上式求导, 并代入式(1), 得

$$\dot{H} = -i^{\rm T}Bi + i^{\rm T}(-Ri + Mu - Wi). \tag{6}$$

由于$B = -B^{\rm T}$, 所以$i^{\rm T}Bi = 0$, 则“Bi”项对系统的能量变化不起作用, 不影响系统的稳定性. 因此, 在电机的控制中不需要抵消这一部分非线性因素, 这一过程可认为是配置系统无功分量.

将方程(6)两边积分可得

$$\begin{aligned} &H_{\rm e}(t) - H_{\rm e}(t_0) = \\ &\int_0^t (i^{\rm T}Mu){\rm d}t - \int_0^t (T_{\rm e}\omega){\rm d}t - \\ &\int_0^t (i^{\rm T}Ri){\rm d}t < \int_0^t (i^{\rm T}Mu){\rm d}t. \end{aligned} \tag{7}$$

上式左边是电气子系统能量的增量, 右边是电源供给电机的能量. 若将$[u_{\rm dp}\ \ u_{\rm qp}\ \ u_{\rm dc}\ \ u_{\rm qc}]$作为电气子系统的输入, $[i_{\rm dp}\ \ i_{\rm qp}\ \ i_{\rm dc}\ \ i_{\rm qc}]$作为电气子系统的输出, 则映射$u \mapsto i$. 为输出严格无源, 即BDFM的电气子系统是严格无源的.

假设电机轴是刚性的, 即电机的机械部分存储能量只有动能, 则其能量函数为

$$H_{\rm m} = \frac{1}{2}\omega^{\rm T}J\omega. \tag{8}$$

将其求导后代入式(2), 对方程两边积分得

$$\begin{aligned} &H_{\rm m}(t) - H_{\rm m}(t_0) = \\ &\int_0^t [\omega^{\rm T}(T_{\rm e} - T_{\rm L}){\rm d}t - \int_0^t (\omega^{\rm T}R_{\rm m}\omega){\rm d}t < \\ &\int_0^t [\omega^{\rm T}(T_{\rm e} - T_{\rm L}){\rm d}t. \end{aligned} \tag{9}$$

上式左边是机械子系统能量增量, 右边是机械子系统输入能量. 若将$T_{\rm e} - T_{\rm L}$作为机械子系统输入, ω作为机械子系统输出, 则映射$[T_{\rm e} - T_{\rm L}] \mapsto \omega$.为输出严格无源, 即BDFM的机械子系统是严格无源的.

BDFM可表示为电气和机械无源子系统的反馈互连. 根据无源性原理, 整个BDFM系统可认为是严格无源的, 如图1所示.

其中, 电气子系统$\Sigma_{\rm e}: \begin{bmatrix} u \\ -\omega \end{bmatrix} \mapsto \begin{bmatrix} i \\ T_{\rm e} \end{bmatrix}$;

机械子系统$\Sigma_{\rm m}: [T_{\rm e} - T_{\rm L}] \mapsto \omega$.

通过分解, 可把机械子系统作为电气子系统的

一个无源干扰项, 只把电气子系统作为被控系统处理, 从而简化了控制器的设计.

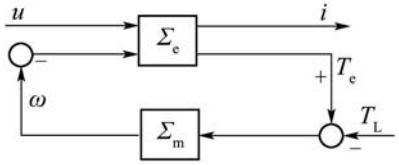

图 1　BDFM系统分解

Fig. 1　Decomposition of BDFM

3　控制器设计(Controller design)

3.1　转矩控制器设计(Torque controller design)

在两项旋转坐标中系统的输出转矩为

$$T_e^* = \frac{3}{2}(p_p + p_c)(L_p i_{dp}^* i_{qc}^* - L_m i_{dc}^* i_{qc}^*). \quad (10)$$

其中T_e^*为期望的输出转矩. 为实现磁场间接矢量控制和电磁转矩渐近跟踪, 制订控制目标如下:

1) 电磁转矩渐近跟踪: $\lim\limits_{t\to\infty}(T_e - T_e^*) = 0$;

2) 磁场渐近定向:

$$\lim_{t\to\infty}\psi_q = \lim_{t\to\infty}(L_p i_{qp} + L_m i_{qc}) = 0;$$

3) 磁链幅值渐近跟踪:

$$\lim_{t\to\infty}\psi_d = \lim_{t\to\infty}(L_p i_{dp} + L_m i_{dc}) = \psi^*.$$

为此, 定义实际状态与状态参考值之间的跟踪误差为$e = i - i^*$, 由方程(4)得系统的误差方程:

$$D\dot{e} + [B + R]e = \varsigma. \quad (11)$$

其中ς为扰动量, 形式为

$$\varsigma = Mu - [D\dot{i}^* + (B + R)i^* + Wi]. \quad (12)$$

若选择Lyapunov函数$H_d = \frac{1}{2}e^T De$, 其导数为$\dot{H}_d = e^T D\dot{e} = e^T\varsigma - \dot{e}^T(B + R)\dot{e}$.

由上述可知$\dot{e}^T B\dot{e} = 0$, 则

$$\dot{H}_d = e^T D\dot{e} = e^T\varsigma - e^T \mathrm{Re}. \quad (13)$$

根据Lyapunov定理, 如果$\varsigma\equiv 0$, 由于R正定, 则有$\lim\limits_{t\to\infty} e \to 0$, 即有$T_e \to T_e^*$, 这一过程称为能量成形.

由磁场渐进矢量控制的控制目标可得

$$\begin{cases} L_{sp} i_{qp}^* + L_m i_{qc}^* = 0, \\ L_{sp} i_{dp}^* + L_m i_{dc}^* = \psi^*. \end{cases} \quad (14)$$

设期望的ψ^*为常数值, 由式(10)(14)得

$$\begin{cases} i_{dp}^* = \psi^*/L_{sp},\ i_{qp}^* = -L_m i_{qc}^*/L_{sp}, \\ i_{dc}^* = 0,\ i_{qc}^* = \dfrac{2T_e^*}{3(p_p + p_c)L_{sp} i_{dp}^*}. \end{cases} \quad (15)$$

令$\varsigma = 0$, 得

$$\begin{cases} u_{dc} - L_{sc}\dot{i}_{dc}^* - L_m\dot{i}_{dp}^* - r_c i_{dc}^* + \\ \omega_{s1} L_{sc} i_{qc}^* + \omega_{s1} L_m i_{qp}^* = 0, \\ u_{qc} - L_{sc}\dot{i}_{qc}^* - L_m\dot{i}_{qp}^* - r_c i_{qc}^* - \\ \omega_{s1} L_{sc} i_{dc}^* - \omega_{s1} L_m i_{dp}^* = 0, \\ -J\dot{\omega} - f\omega - y_1 = 0. \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)(16)解得

$$\begin{cases} u_{dc} = \gamma_1 - k_1(i_{dc} - i_{dc}^*), \\ u_{qc} = \gamma_2 - k_2(i_{qc} - i_{qc}^*), \\ \omega_s = (p_p + p_c)\omega + \gamma_3. \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} \gamma_1 = \dfrac{-2r_p T_e^*}{3(p_p + p_c)L_{sp} i_{qc}^*} - \\ \qquad \dfrac{3(p_p + p_c) r_c i_{qc}^{*3}}{2T_e^*}\left(L_m - \dfrac{L_{sp} L_{sc}}{L_m}\right), \\ \gamma_2 = -\dfrac{r_p L_{sc} i_{qc}^*}{L_m} - \dfrac{r_c L_{sp} i_{qc}^*}{L_m}, \\ \gamma_3 = -\dfrac{3(p_p + p_c) r_c i_{qc}^{*2}}{2T_e^*}. \end{cases} \quad (18)$$

k_1, k_2为降低控制系统对参数变化的灵敏度增加的阻尼项, i_{dc}和i_{qc}由Luenberger状态观测器估计.

3.2　转速控制器设计(Speed controller design)

由于转矩控制可渐近跟踪时变转矩, 转速控制器的设计只需在转矩控制结构中建立一个转速误差反馈即可, 采用PI调节器, 得到参考转矩:

$$T_e^* = -k_p(\omega - \omega^*) - k_i\int(\omega - \omega^*)\mathrm{d}t. \quad (19)$$

其中k_p和k_i分别为比例增益和积分增益.

整个控制系统结构图如图2所示.

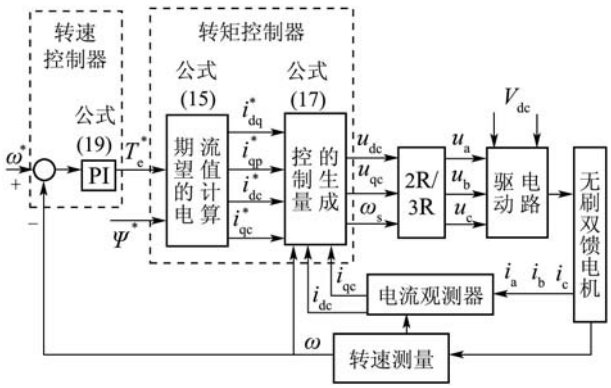

图 2　基于PBC的BDFM控制系统框图

Fig. 2　Blok diagram for passivity-based BDFM control system

3.3 自适应PBC控制器的设计(Adaptive PBC controller design)

BDFM运行时参数会发生变化, 需采用自适应控制[10,11]方案来提高系统的鲁棒性. 若BDFM的不确定参数为电机功率绕组电阻$r_{\rm p}$和控制绕组电阻$r_{\rm c}$, 则设不确定性参数为

$$R_{\rm e} = [r_{\rm e1}\theta \ \ r_{\rm e2}\theta \ \ \cdots \ \ r_{{\rm e}N}\theta]. \tag{20}$$

式中: θ为未知参数向量, $r_{{\rm e}i}(i = 1, \cdots, N)$为已知状态变量参数, N为相数. 以动态参数观测值$\hat{\theta}$代替θ考虑$R_{\rm e}$. 变化后的BDFM状态误差方程为

$$D_{\rm e}\dot{\tilde{i}}_{\rm e} + B_{\rm e}\tilde{i}_{\rm e} + R_{\rm es}\dot{\tilde{i}}_{\rm e} + \tilde{R}_{\rm e}i_{\rm e}^* = 0. \tag{21}$$

式中: $\tilde{i}_{\rm e} = i_{\rm e} - i_{\rm e}^*$, $\tilde{R}_{\rm e} = R_{\rm e} - \hat{R}_{\rm e}$, $\hat{R}_{\rm e}$为功率及控制绕组电阻的估计值.

选取Lyapunov函数

$$V = \frac{1}{2}\tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}D_{\rm e}\tilde{i}_{\rm e} + \frac{1}{2}(\hat{\theta} - \theta)^{\rm T}(\hat{\theta} - \theta). \tag{22}$$

沿式(21)轨迹微分式(22)得

$$\dot{V} = -\tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}R_{\rm es}\tilde{i}_{\rm e} - \tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}\tilde{R}_{\rm e}i_{\rm e}^* + (\hat{\theta} - \theta)^{\rm T}\dot{\hat{\theta}}. \tag{23}$$

利用式(20),有

$$\tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}\tilde{R}_{\rm e}i_{\rm e}^* = [\sum_{i=1}^{N} i_{ei}^*\tilde{i}_{\rm e}^{T}R_{ei}](\theta - \hat{\theta}). \tag{24}$$

设计参数更新率为

$$\dot{\hat{\theta}} = -[\sum_{i=1}^{N} i_{ei}^*\tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}R_{ei}]^{\rm T}. \tag{25}$$

则式(27)可简化为

$$\dot{V} = -\tilde{i}_{\rm e}^{\rm T}R_{\rm es}\tilde{i}_{\rm e}. \tag{26}$$

$V>0, \dot{V}<0$, 则由Lyapunov稳定性定理, $\tilde{R}_{\rm e}\to 0$, $\tilde{i}_{\rm e}\to 0$, 实现了功率及控制绕组参数的自调整, 有效克服未知参数变化对系统性能产生的不利影响.

4 仿真研究(Simulation and research)

采用MATLAB/Simulink进行仿真, 系统参数如下: 额定功率4 kW, 额定电压380 V, $p_{\rm p} = 3, p_{\rm c} = 1$, $R_{\rm p} = 2.25\ \Omega, R_{\rm c} = 5.9\ \Omega, L_{\rm sp} = 221.36$ mH, $L_{\rm m} = 210.36$ mH, $L_{\rm r} = 312.52$ mH, $R_{\rm r} = 3.6\ \Omega, L_{\rm sc} = 200.12$ mH, $M_{\rm c} = 196.23$ mH, $k_{\rm p} = 20, J = 0.03\ {\rm kg\cdot m^2}, k_{\rm i} = 100$. 仿真结果如图3 ~ 5.

图3为BDFM在同步速750 r/min时, 负载从10 N·m →20 N·m突变系统的动态响应波形, 负载变化时, 转速波动较小, 输出转矩跟踪迅速. 图4为BDFM在跨同步速(600 r/min → 800 r/min)下调速, 由图可见, 转速动态响应迅速且无超调, 电磁转矩平稳. 若控制绕组电阻由于发热变化20%, 即$\Delta R_{\rm c} = 0.3R_{\rm c}$时, 转速、定子磁链仿真结果如图5所示. 其转速为40 r/min. 由图可知当电机参数变化时虽然电机转速瞬时有扰动, 但依然有良好的稳定性. 同时克服了一般矢量控制中在低速段时磁链观测不准的缺点.

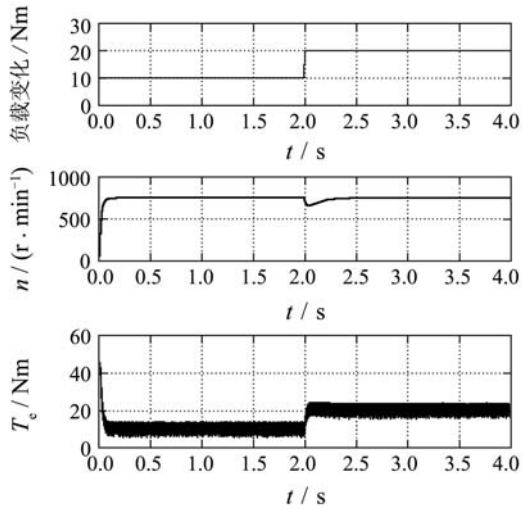

图3 负载变化时动态响应

Fig. 3 Dynamic response with the variation of load

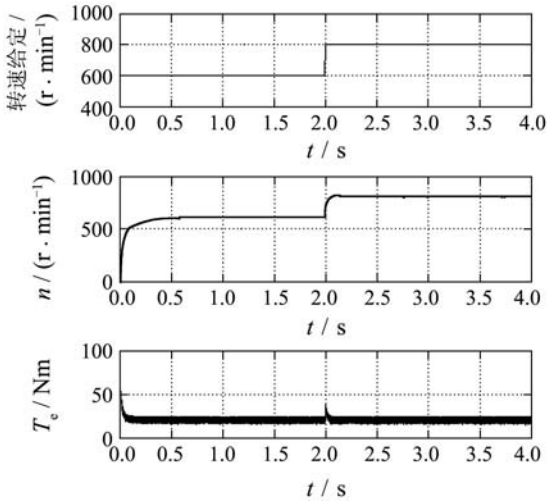

图4 转速变化时动态响应

Fig. 4 Dynamic response with the variation of speed

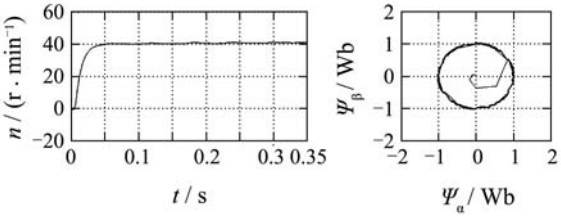

图5 转速和定子磁链的仿真波形

Fig. 5 Simulation results of rotor speed and stator flux

5 结论(Conclusion)

基于无源性的BDFM控制方法, 无需完全抵消被控对象的非线性, 而是通过适当配置系统的无功分量以使系统严格无源来保证系统的稳定性, 并使系统渐近地跟踪磁链与转矩的参考值; 在此基础上设计的闭环转速控制器, 可实现转速的快速精确跟踪, 仿真结果表明了该控制方法的有效性.

矢量控制可实现转矩、无功和有功的有效控制, 性能基本满足运行要求, 但存在超调, 动态稳定性不足[10]; 采用模糊PID磁场定向控制虽可在某种程度上减少转速超调量, 但仍存在超调; PID神经网络控制由于初始值的选定非优化, 同样存在过渡时间长和振荡的缺陷[11]. 与矢量控制相比, 无源性控制无需建立复杂的双旋转dq坐标系下电机的数学模型, 且克服了低速段时磁链观测不准确. 与模糊控制和神经网络控制相比, 无源性控制转速无超调, 动态稳定性较好.

参考文献(References):

[1] LI R, WALLACE A, SPEE R. Dynamic simulation of brushless doubly-fed machines[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1991, 6(3): 445 – 452.

[2] ZHOU D, SPEE R, ALEXANDER G C, et al. Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(1): 72 – 78.

[3] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D. New vector control algorithm for brushless doubly-fed machines[C] //*Proceedings of the 28th IEEE Conference on Industrial Electronics Society Conference*, Seville, Spain: [s.n.]. 2002: 1138 – 1143.

[4] BRASSFIELD W R, SPEE R, HABETLER T G. Direct torque control for brushless doubly-fed machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(5): 1098 – 1104.

[5] NOVOTNAK R T, CHIASSON J. Comments on “Passivity-based control of saturated induction motors” [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(4): 820.

[6] 钟庆, 吴捷, 杨金明. 无源性控制在有源电力滤波器中的应用[J]. 控制理论与应用, 2003, 20(5): 713 – 718.
(ZHONG Qing, WU Jie, YANG Jinming. Application of passivity-based control in active power filters[J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(5): 713 – 718.)

[7] 王孝洪, 吴捷, 杨金明, 等. 矩阵式变换器电流环无源性控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 341 – 347.
(WANG Xiaohong, WU Jie, YANG Jinming, et al. Passivity control for current-loop of matrix converter[J]. *Control Theory & Application*, 2008, 25(2): 341 – 347.)

[8] GONZA L H, A. DUARTE-MERMOUD M, PELISSIER L, et al. A novel induction motor control scheme using IDA-PBC[J]. *Journal of Control Theory and Applications*, 2008, 6(1): 59 – 68.

[9] 王凤翔, 张凤阁. 磁场调制式无刷双馈交流电机[M]. 长春: 吉林大学出版社, 2004: 175 – 176.

[10] 孙笑辉, 韩曾晋, 张曾科. 感应电动机直接转矩控制系统的模型参考自适应辨识[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(6): 907 – 914.
(SUN Xiaohui, HAN Zengjin, ZHANG Zengke. Model reference adaptive control of induction motor based on direct torque control[J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(6): 907 – 914.)

[11] ZHANG Xin-liang, TAN Yong-hong. The adaptive control using BP neural networks for a nonlinear servo-motor[J]. *Journal of Control Theory and Applications*, 2008, 6(3): 273 – 276.

作者简介:

吕惠子　(1982—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为无刷双馈电机的建模与控制, E-mail: lhz82@126.com;

杨俊华　(1965—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机电器及其控制、风力发电机组的设计与控制, E-mail: yly93@163.com;

杨金明　(1962—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为主要从事非线性控制、风力发电系统、电力电子技术等;

吴　捷　(1937—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事非线性控制、风力发电、电力电子技术等.